

XP-002177857

AN - 1998-039797 [04]

AP - JP19960129177 19960425

CPY - VICO

DC - W02

FS - EPI

IC - H04J11/00 ; H04L27/38

MC - W02-K07C

PA - (VICO) VICTOR CO OF JAPAN

PN - JP9294115 A 19971111 DW199804 H04J11/00 006pp

PR - JP19960129177 19960425

XIC - H04J-011/00 ; H04L-027/38

XP - N1998-032269

AB - J09294115 The demodulator includes a local oscillator (2) which oscillates a frequency of a band aside from the transmission frequency band which is a rectangular spectrum. A multiplier (1) multiplies the signal from the local oscillator with an OFDM wave. The OFDM wave was formed using orthogonal crossing modulation and was received from a transmitter. A low pass filter (3) removes the distortion of the analogue signal output of the multiplier.

- An analogue to digital converter (4) converts the analogue output of the low pass filter to a digital signal. An FFT circuit (5) performs a Fourier transformation of only the real number portions of the converted digital signal (I) which is a time sequential signal. A decoder (6) decodes the digital signal from the real PERT on a frequency series obtained from the FFT circuit operation.
- ADVANTAGE - Prevents orthogonal crossing property loss due to phase shift of digital signal or error of transmission data due to interference, produced by problem of gain difference, between carrier waves. Improves communication reliability. Simplifies demodulator design, thus reducing manufacture cost.
- (Dwg.1/6)

AW - FAST FOURIER TRANSFORM

AKW - FAST FOURIER TRANSFORM

IW - DEMODULATE WAVE DIGITAL MODULATE SYSTEM DECODE DECODE DIGITAL SIGNAL
REAL FREQUENCY SERIES OBTAIN OUTPUT FFT CIRCUIT PERFORMANCE FOURIER
TRANSFORM REAL NUMBER PORTION DIGITAL SIGNAL

IKW - DEMODULATE WAVE DIGITAL MODULATE SYSTEM DECODE DECODE DIGITAL SIGNAL
REAL FREQUENCY SERIES OBTAIN OUTPUT FFT CIRCUIT PERFORMANCE FOURIER
TRANSFORM REAL NUMBER PORTION DIGITAL SIGNAL

NC - 001

OPD - 1996-04-25

ORD - 1997-11-11

PAW - (VICO) VICTOR CO OF JAPAN

TI - Demodulator for OFDM wave of digital modulation system - has decoder which decodes digital signal from real PERT and on frequency series obtained from output of FFT circuit which performed Fourier transformation of only real number portions of digital signal

This Page Blank (uspto)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-294115

(43) 公開日 平成9年(1997)11月11日

(51) Int.Cl. ⁹	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 11/00			H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 27/38			H 0 4 L 27/00	G

審査請求 未請求 請求項の数 2 F D (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平8-129177

(22) 出願日 平成8年(1996)4月25日

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72) 発明者 大野 勝美

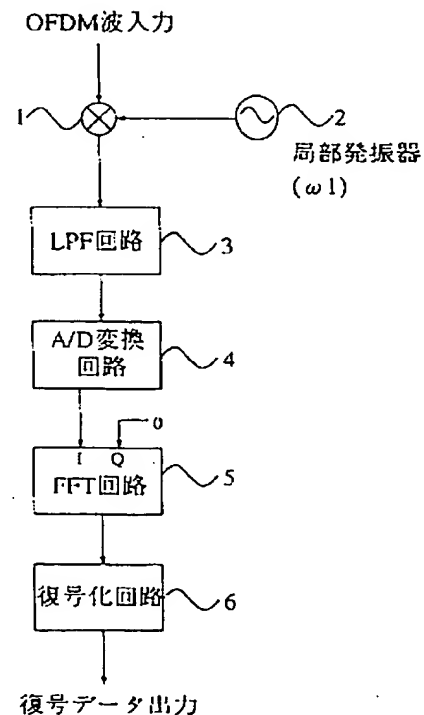
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

(54) 【発明の名称】 OFDM復調装置及びその方法

(57) 【要約】

【課題】 デジタル信号の送受信で用いる変復調において、特にQAM等により変調されたデジタル情報信号を、複数の搬送波を用いて伝送するOFDM伝送の復調装置に関する。

【解決手段】 OFDM伝送において、送信側で直交変調によって生成され送信されたOFDM波を受信し、伝送情報を復調するために、矩形スペクトラムである伝送帯域以外の帯域の周波数を発振する局部発振器2と前記局部発振器からの信号と受信されたOFDM波を乗算する乗算器1と前記乗算器により出力されたアナログ信号の折り返し歪みを除去するローパスフィルタ回路3と前記ローパスフィルタ回路の出力をデジタル信号に変換するアナログ／デジタル変換回路4とを1系統有する復調回路と、前記アナログ／デジタル変換回路により、デジタル信号に変換され出力された時系列信号であるI信号を用いて、実数部のみのフーリエ変換を行なうFFT回路5と、前記FFT回路の演算結果である周波数系列上のリアルパートとイマジナリパートとより伝送信号を復号する復号化回路6とを備えた。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 OFDM伝送において、送信側で直交変調によって生成され送信されたOFDM波を受信し、伝送情報を復調するために、矩形スペクトラムである伝送帯域以外の帯域の周波数を発振する局部発振器と、前記局部発振器からの信号と受信されたOFDM波を乗算する乗算器と、前記乗算器により出力されたアナログ信号の折り返し歪みを除去するローパスフィルタ回路と、前記ローパスフィルタ回路の出力信号をデジタル信号に変換するアナログ／デジタル変換回路とを1系統有する復調回路と、

前記アナログ／デジタル変換回路により、デジタル信号に変換され出力された時系列信号であるI信号を用いて、実数部のみのフーリエ変換を行なうFFT回路と、前記FFT回路の演算結果である周波数系列上のリアルパートとイマジナリパートとより伝送信号を復号する復号化回路とを備えたことを特徴とするOFDM復調装置。

【請求項2】 OFDM伝送において、送信側で直交変調によって生成され送信されたOFDM波を受信し、伝送情報を復調するために、矩形スペクトラムである伝送帯域以外の帯域の周波数を発振させ、前記の発振させた信号と受信されたOFDM波とを乗算し、前記の乗算した出力のアナログ信号の折り返し歪みを除去し、前記の折り返し歪みを除去した出力のアナログ信号をデジタル信号に変換し、かつこれらを1系統のみで復調し、前記のデジタル信号に変換され出力された時系列信号であるI信号を用いて、実数部のみのフーリエ変換を行ない、前記のフーリエ変換の演算結果である周波数系列上のリアルパートとイマジナリパートとより伝送信号を復号するようにしたことを特徴とするOFDM復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、デジタル信号の送受信で用いる変復調において、特にQAM等により変調されたデジタル情報信号を、複数の搬送波を用いて伝送するOFDM伝送の復調装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 OFDMは、直交する複数の搬送波を用いてデジタル情報を伝送する周波数分割多重のデジタル変調方式であり、マルチパスに強く、他の伝送系に妨害を与えにくく、妨害を受けにくく、周波数利用効率が比較的高い等の特徴を有しており、近年、移動体デジタル音声放送やデジタルテレビジョン放送に適した変調方式として注目を集めている。複数の搬送波は送信側において逆フーリエ変換を行なうIFFT回路を用いて生成することが出来、受信においてはフーリエ変換を行なうFFT回路により搬送波を分離することが出来る。

【0003】 このFFT回路の実装化技術の進歩により、OFDM伝送が現実のものになりつつある。OFDM

M伝送の変調において、IFFT回路はアナログ回路の設計の容易さからオーバーサンプリングが用いられる。また、直交変調によって生成されるOFDM波は、図3のように中心周波数 ω_0 によって変調され、送信される。

【0004】 まず、図6に従来のOFDM伝送における変調装置のブロック構成図を示す。送信データは符号化回路20に供給され符号化される。符号化された信号はIFFT回路21のリアル入力端子とイマジナリ入力端子とに夫々供給される。その出力であるアナログ信号をデジタル／アナログ(D/A)変換回路22、23によりアナログ信号に夫々変換する。

【0005】 この変換信号は折り返し信号を除去する為に、ローパスフィルタ(LPF)回路24、25に夫々供給される。ローパスフィルタ(LPF)回路24の出力と局部発振器28の出力とを乗算器26によって掛け合わされ、時系列の信号であるI信号を出力する。

【0006】 同様にして、ローパスフィルタ(LPF)回路25の出力と局部発振器28の出力を90度位相シフト回路29により、位相を回転させた出力とを乗算器27によって掛け合わせることにによって、I信号に対して位相が90度回転した時系列信号であるQ信号を出力する。図3のように中心周波数 ω_0 によって変調され、送信される。

【0007】 次に、図2に従来のOFDM伝送における復調装置のブロック構成図を示す。OFDM伝送により送信されたOFDM波は復調器に入力された後、局部発振器9の出力とを乗算器7によって掛け合わされ、時系列の信号であるI信号を出力する。同様にして、局部発振器9の出力を90度位相シフト回路10により、位相を回転させた出力とOFDM波とを乗算器8によって掛け合わせることにによって、I信号に対して位相が90度回転した時系列信号であるQ信号を出力する。

【0008】 このとき、局部発振器9の発振周波数は、変調時と同じ中心周波数 ω_0 とする。この直交復調によって得られた両信号に含まれる折り返し信号を除去する為に、ローパスフィルタ(LPF)回路11、12を夫々備え、その出力であるアナログ信号をアナログ／デジタル(A/D)変換回路13、14によりデジタル信号に夫々変換する。

【0009】 夫々の出力を、FFT演算回路15の実数部と虚数部に供給し、フーリエ変換することにより得られたリアル部分とイマジナリ部分の結果を復号化回路16に供給し、PSK、QAM等の復号化を行なった後に、復号データを出力する。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】 OFDM復調装置における直交復調では、受信されたOFDM波が2系統の回路を流れる。その際に、乗算器に入力される局部発振器と90度位相シフト回路によって生成された2波の直交波において、わずかでも位相のずれ、つまり直交性の損失

があると局部発振器により生成される周波数を軸にして、対になるプラスとマイナスの各搬送波間で、フーリエ変換後の演算結果において干渉してしまい、伝送情報の誤りを起こし、ビット誤り率の劣化を招くことになる。同様にして、2系統を流れる2波において、ゲインの差が生じた場合も、各搬送波間において干渉が起こり、ビット誤り率劣化につながる。

【0011】上記の問題は、各搬送波の変調方式が多値化になるほど、また、搬送波の周波数が高くなるほど、顕著に現われ、QAMの場合コンスタレーションで外側に来る信号点ほど誤りやすくなる。よって、OFDM復調装置において、直交復調によるビット誤り率劣化を防止することは、重要な課題である。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、まず、受信されたOFDM波と局部発振器によって生成された信号とを乗算器によって掛け合わせることににより、ベースバンドの周波数に周波数変換を行ない、時系列信号であるI信号のみを得て、本来は、従来技術で記載したように、直交する2波、I信号とQ信号を用いて復調を行なうが、本発明では、生成されたI信号のみをローパスフィルタに通し、デジタルに変換した後、FFT回路の実数部に入力し、虚数部には何も入力せず、実数部のみのフーリエ演算を行なうものとする。このようにして、本来の直交復調における片方のチャンネルのみを用いて復調を行なう。

【0013】このとき、局部発振器によって生成される信号の発振周波数について、OFDM伝送における矩形スペクトラムである伝送帯域において、最も低い周波数以下か、最も高い周波数以上の周波数を発振するものである。伝送スペクトラムの最端の周波数で復調を行なった場合、本来の中心周波数での復調と比べてベースバンド帯域は2倍となることから、オーバーサンプリングを用いるためには、使用するローパスフィルタ(LPF)回路、アナログ/デジタル(A/D)変換器、FFTのウィンドウの大きさは、従来の復調で用いるものよりも、2倍の仕様が必要となる。

【0014】FFT回路の実数部に入力されたI信号に対して、フーリエ変換において実数部のみの演算を行なう。また、I信号のみをフーリエ変換し、さらにオーバーサンプリングを行なっているため、FFT演算結果において、冗長な信号が出力される。よって、FFT回路のバタフライ演算の最終ステージにおいて、この冗長な信号に対する計算を省略することによって演算量を減らすことが出来る。

【0015】上記の方法により、ベースバンド帯域を従来の2倍必要とする代わりに、I信号のみを用いて、伝送信号の位相と振幅の情報を取り出すことが出来るため、回路を1系統で構成することが出来る。よって、受信されたOFDM波が、直交復調のように2系統の回路

を流れることがなくなるため、従来のように乗算器によって掛け合わされる、直交する2波の位相ずれによる直交性損失の問題や、I信号とQ信号とのゲイン差の問題が解消されるため、各周波数間の干渉を防止することが出来る。

【0016】直交復調において、伝送スペクトラムの最端の周波数で復調した場合、オーバーサンプリングを行なうには、従来よりも、FFT回路の演算ポイント数は2倍となるが、OFDM波の復調信号を実数部にしか入力を行なわないため、本来必要であった実数部と虚数部からなる複素数の計算をする必要がなくなり、しかも、FFT回路のバタフライ演算の最終ステージにおいて、演算処理量を減らすことが出来るため、本来必要なFFT回路の演算量と同等以下の計算量に抑えることが出来る。

【0017】

【発明の実施の形態】まず、伝送情報装置全体の仕様について説明する。256本のキャリアを用いて伝送情報を送信する。アナログ回路でのフィルタの設計を容易にするため、2倍オーバーサンプリングを使用し、512ポイントのIFFT演算を行ない、OFDM波を生成する。

【0018】各キャリアの変調には256QAMを用い、1キャリアに対して8ビットの情報、つまり、リアルパートとイマジナリパートに夫々4ビットずつを印加する。また、1シンボル内には、伝送情報データの他に、キャリアブレーション用の基準データ、同期用データを挿入する。

【0019】IFFT演算部への伝送情報の周波数割当てでは、IFFTウィンドウにおいて周波数の低い方から順に番号を付けると次のようになる。

f0 ~ f127 送信すべき情報伝送信号が与えられる。

f128 ~ f383 キャリアレベルを0とし、信号を発生させない。

f384 ~ f511 送信すべき情報伝送信号が与えられる。

【0020】上記のように周波数割当てを行ない、IFFT演算により出力された、時系列信号である、I信号とQ信号より、直交変調によってOFDM波を生成する。このとき、伝送帯域は、直交変調における局部発振器の周波数の0を中心にして、図3の伝送信号スペクトラム17のように矩形スペクトラムとなる。

【0021】次に、本発明のOFDM復調装置の一実施例について、図と共に以下に説明する。図1は、本発明のOFDM復調装置の一実施例のブロック構成図であり、前記の図2の直交復調回路に対して、乗算器1、ローパスフィルタ(LPF)回路3、及びアナログ/デジタル(A/D)変換回路4を夫々1系統のみの構成のものである。

【0022】受信されたOFDM波信号と、局部発振器2により出力された信号(発振周波数の1)とを乗算器1によって掛け合わせることににより、時系列の信号が生

成される。

【0023】局部発振器2によって発振させる周波数は、伝送帯域の矩形スペクトラムの最低端以下か最上端以上とするが、送信側の周波数割当方法により、スペクトラムの中心の周波数 ω_0 で変調を行なっているため、復調における局部発振器2の発振周波数 ω_1 は、次の数1の範囲を取り得るものとする。

【0024】

【数1】

$$\omega_1 \leq \omega_0 - \Delta f \times 128$$

$$\omega_1 \geq \omega_0 + \Delta f \times 128$$

但し Δf は各搬送波の周波数間隔

【0025】ここでは、伝送信号スペクトラムの最低端の周波数である、 $\omega_1 = \omega_0 - \Delta f \times 128$ で復調を行なうとした場合、図4に示すように、 ω_1 は伝送信号スペクトラム17上の最低端の周波数となる。

【0026】生成されたI信号は、ローパスフィルタ(LPF)回路3によって折り返し歪みを除去される。ローパスフィルタ(LPF)回路3の出力であるアナログ信号を、アナログ／デジタル(A/D)変換回路4によりデジタル信号に変換する。

【0027】このとき、スペクトラムの最低端の周波数で復調を行なうため、ベースバンド帯域は、従来の中心周波数での復調と比べて、2倍となる。このため、ローパスフィルタの帯域は2倍となり、オーバーサンプリングを行なうために、アナログ／デジタル(A/D)変換回路4のサンプリングクロックも2倍となり、FFT回路5の演算ポイント数も2倍の1024点となる。

【0028】変換されたデジタル信号を、FFT回路5の実数部に入力を行ない、FFT回路5の虚数部には図1のように0を入力する。これにより、FFT演算においては、複素数として演算を行わず、実数部のみの計算となる。

【0029】結果的に、これはFFT回路5において、虚数部の演算テーブル自体を用意せず、図5の1024点のFFT演算において、入力である時系列 $t_0 \sim t_{1023}$ までを実数扱いにしたときと同様であり、演算時間を減少させることが出来る。ここで、図5はFFT演算であるバタフライ演算の流れを示しており、時系列信号 t_n に対して周波数系列 f_n を出力するものである。また、バタフライ演算での入力においては、図5のようにビットリバーサルが行なわれる。

【0030】このFFT回路5により、実数部のみに入力され演算された結果は、FFTウィンドウにおいて、ナイキスト周波数を軸に、リアルには対称に、イマジナリには点対称に、信号が出力される。

【0031】復調において伝送帯域の最低端の周波数 ω_1 を用い、また、FFTは2倍オーバーサンプリングであるため、復調されるべき伝送信号は、FFTウィンドウ

において $1/4$ のところまで、つまり、基本周波数から第255次周波数までの信号であり、他は必要でない。

【0032】よって、抽出すべき必要な信号は、第255次周波数までの256ポイントの信号であり、残りは取り出さなくてよいことから、FFT回路5の中身である図5の1024点のバタフライ演算の最終ステージ18において、 f_0 から f_{255} までのポイントは計算し、残り768ポイントの演算を省略する。

【0033】FFT回路5によって得られた演算結果を次の復号化回路6に供給し、QAM復号化を行ない処理された後、QAM復号データを出力する。このとき、FFT回路5にはI信号のみを供給して演算を行なっているため、出力結果において信号の大きさは $1/2$ になっている。

【0034】よって、この信号値を2倍することにより、伝送信号を復元する。具体的には、FFT演算結果である各搬送波の信号を1ビットシフトを行ない、復号化回路6へと入力を行なう。変調側において、IFFT演算時に割り当てられた周波数系列上の伝送信号と、復号化回路6によって復元された周波数系列上の伝送信号との対応は次の数2の通りとなる。

【0035】

【数2】

変調側		復調側		変調側		復調側
f_0	=	f_{128}		f_{384}	=	f_0
f_1	=	f_{129}		f_{385}	=	f_1
.		.		.		.
.		.		.		.
.		.		.		.
f_{126}	=	f_{254}		f_{510}	=	f_{126}
f_{127}	=	f_{255}		f_{511}	=	f_{127}

【0036】上記のように、変調側で割り当てられた伝送信号は、復調においては基本周波数から第255次周波数までの周波数系列上の信号に対応して復調される。前記の局部発振器2の発振周波数 ω_1 について、伝送帯域のスペクトラム外の周波数を発振周波数 ω_1 とした場合、直流成分を通す必要が無くなり、フィルタの設計が容易になる。

【0037】また、発振周波数 ω_1 が次の数3の範囲を取り、伝送帯域外スペクトラムであるならば、アナログ／デジタル変換回路4、及びFFT回路5は前記と同じ、従来の2倍の仕様となり、FFT回路5は1024点FFTとなる。

【0038】

【数3】

$$\omega_0 - \Delta f \times 384 \leq \omega_1 \leq \omega_0 + \Delta f \times 384$$

但し 発振周波数 ω_1 は伝送帯域外スペクトラム

【0039】FFT演算後の変調側と復調側とでの伝送信号対応については、局部発振器2の発振周波数 ω_1 と伝送信号スペクトラムの最端の周波数との差に応じてFFT演算後のウィンドウにおいて、周波数軸上を横移動して現れる。

【0040】また、発振周波数 ω_1 が、上記で表わされる式以外の、伝送帯域外周波数を取ったならば、アナログ・デジタル(A/D)変換回路4及び、FFT回路5は、さらに前記以上のサンプリングクロックと演算ポイント数が必要となる。

【0041】

【発明の効果】本発明により、復調回路を1系統で構成出来るため、従来の直交復調における、直交する2波、I信号とQ信号の位相ずれによる直交性損失や、ゲイン差の問題により生じる、各搬送波間の干渉による伝送情報の誤りを防止することが出来るため、通信における信頼性を向上させることが出来る。

【0042】また、本発明により、従来の直交復調回路と比べ、回路が1系統で構成することが出来ることから、復調回路が簡素化され、コンパクトに設計出来、しかも低コスト化を実現することが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のOFDM復調装置の一実施例のブロック構成図である。

【図2】従来のOFDM復調装置のブロック構成図であ

る。

【図3】OFDM伝送信号スペクトラムを示した図である。

【図4】本発明に基づくOFDM復調における局部発振周波数の例についての伝送信号スペクトラムを示した図である。

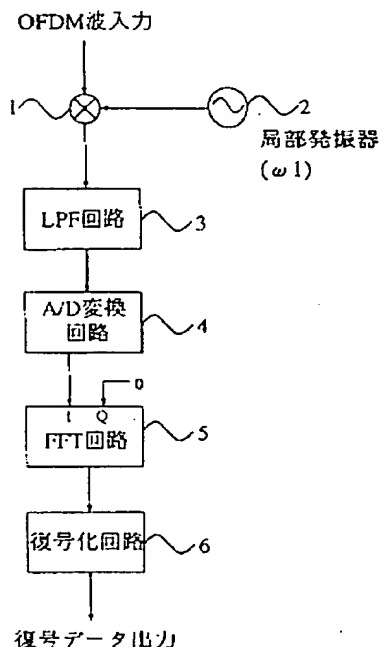
【図5】1024点FFT演算の流れを示した図である。

【図6】従来のOFDM変調装置のブロック構成図である。

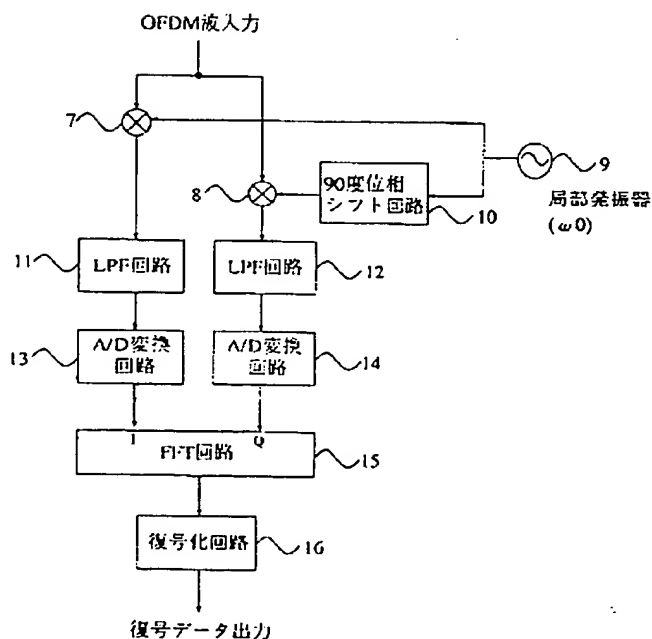
【符号の説明】

- 1, 7, 8, 26, 27 乗算器
- 2, 9, 28 局部発振器
- 3, 11, 12, 24, 25 ローパスフィルタ(LPF)回路
- 4, 13, 14 アナログ・デジタル(A/D)変換回路
- 5, 15 FFT回路
- 6, 16 復号化回路
- 10, 29 90度位相シフト回路
- 17 伝送信号スペクトラム
- 18 バタフライ演算最終ステージ
- 20 符号化回路
- 21 IFFT回路
- 22, 23 デジタル・アナログ(D/A)変換回路

【図1】



【図2】



【図3】

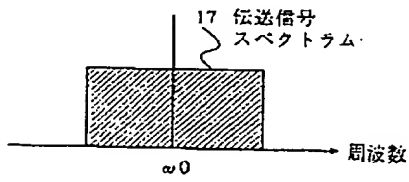
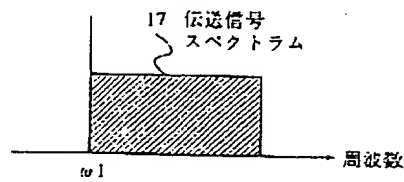
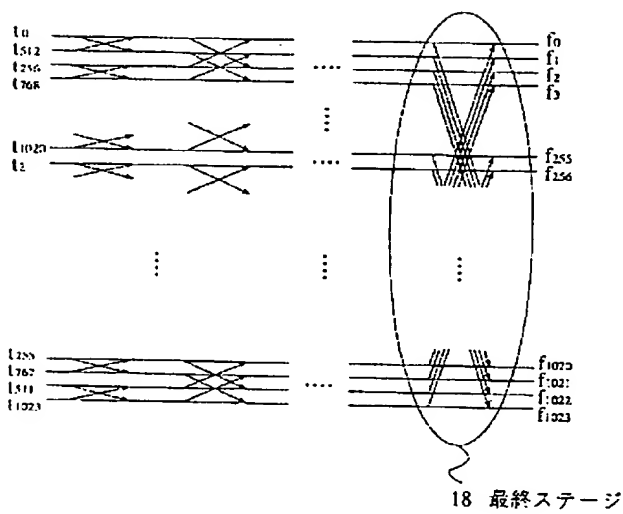


図3

【図4】



【図5】



18 最終ステージ

【図6】

